

Der Resolver als mechatronisches System

Der Resolver ist ein elektromagnetischer Winkelmesser. Er besteht aus einem Stator mit zwei um 90° versetzten Spulen, die vom Feld einer Rotorspule winkelabhängig durchflutet werden. Den Aufbau veranschaulicht Bild 1. Die Rotorspule erzeugt den Fluß ϕ , dessen Komponenten die senkrechte Sinus- und die wagerechte Kosinusspule durchfluten.

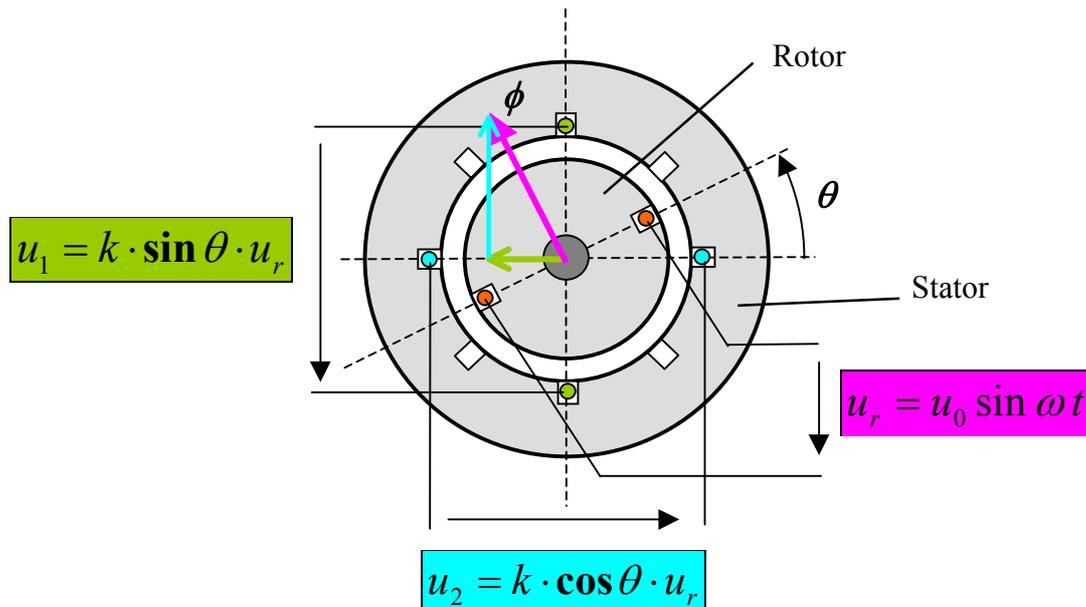


Bild 1: Prinzipdarstellung eines Resolvers

Der Rotor wird mit einer Referenzspannung $u_r = u_0 \sin(\omega t)$ gespeist. In der senkrecht stehenden Spule erscheint dann eine Wechselspannung mit der Amplitude $\hat{u}_1 = k u_0 \sin \theta$ und in der wagerecht liegenden Spule eine mit der Amplitude $\hat{u}_2 = k u_0 \cos \theta$. k ist der Koppelfaktor zwischen der Rotor- und den Statorspulen. Aus dem Verhältnis der Spannungsamplituden \hat{u}_1 und \hat{u}_2 kann der Drehwinkel θ des Rotors ermittelt werden:

$$\frac{\hat{u}_1}{\hat{u}_2} = \frac{k \cdot u_0 \sin \theta}{k \cdot u_0 \cdot \cos \theta} = \tan \theta \quad (1)$$

Daraus erhält man unmittelbar

$$\theta = \arctan \frac{\hat{u}_1}{\hat{u}_2} \quad (2)$$

Gl. 2 hat allerdings den Nachteil, daß sie für $\hat{u}_2 < 0$ keine eindeutigen Lösungen liefert. Dies wird vermieden, wenn statt der arctan-Funktion die arctan2-Funktion verwendet wird [1]. Damit wird θ in allen vier Quadranten richtig bestimmt.

Die Funktionsweise des Resolvers ist damit geklärt. Es ist aber auch ersichtlich, daß zu der Mechanik von Bild 1 noch eine Elektronikschaltung hinzukommen muß, welche die Referenzspannung u_r zur Verfügung stellt und Gl. 2 löst. Der funktionsfähige Resolver stellt daher ein System aus einer Mechanik und einer speziellen Elektronik dar. Die Resolver sollen 1940 am MIT entwickelt worden sein [2].

Erst durch das Zusammenführen von Mechanik und Elektronik konnten in der Praxis viele Probleme einer Lösung zugeführt werden oder aber die Leistungsfähigkeit von Systemen wesentlich gesteigert werden. Für diese Disziplin, die Mechanik und Elektronik gemeinsam entwickelt, um eine bestimmte Zielsetzung zu erreichen, hat sich im Laufe der Zeit die Bezeichnung „Mechatronik“ durchgesetzt.

Der Begriff „Mechatronik“ wurde also aus den beiden Wörtern Mechanik und Elektronik gebildet. Er soll ab dem Jahr 1969 Verwendung gefunden haben. Da gab es die Resolver schon längst. Bis zum Jahr 1982 besaß die japanische Firma Yaskawa Electric Corporation die Schutzrechte auf die englische Wortschöpfung „mechatronics“. Danach fand die Bezeichnung weltweite Verbreitung. In Deutschland wurde im Jahr 1991 der erste Studiengang Mechatronik gegründet und im Jahr 1998 der Ausbildungsberuf des Mechatronikers anerkannt [3].

Auswertung der Resolver signale

Eine Schaltung zur direkten Ermittlung des Drehwinkels nach Gl. 2 ist zwar möglich, erweist sich aber als weniger geeignet, weil durch unvermeidbares Rauschen auf den Signalen die Genauigkeit leidet. In der Praxis hat sich daher ein Verfahren durchgesetzt, das als Nachlaufverfahren bezeichnet wird. Das Verfahren geht von einem Schätzwert θ^* des Drehwinkels aus, der durch die Meßschaltung automatisch an den tatsächlichen Winkel θ herangeführt wird und hinterherläuft, wenn dieser sich verändert. Dabei tritt kurzzeitig ein Nachlauffehler auf, der aber klein gehalten werden kann.

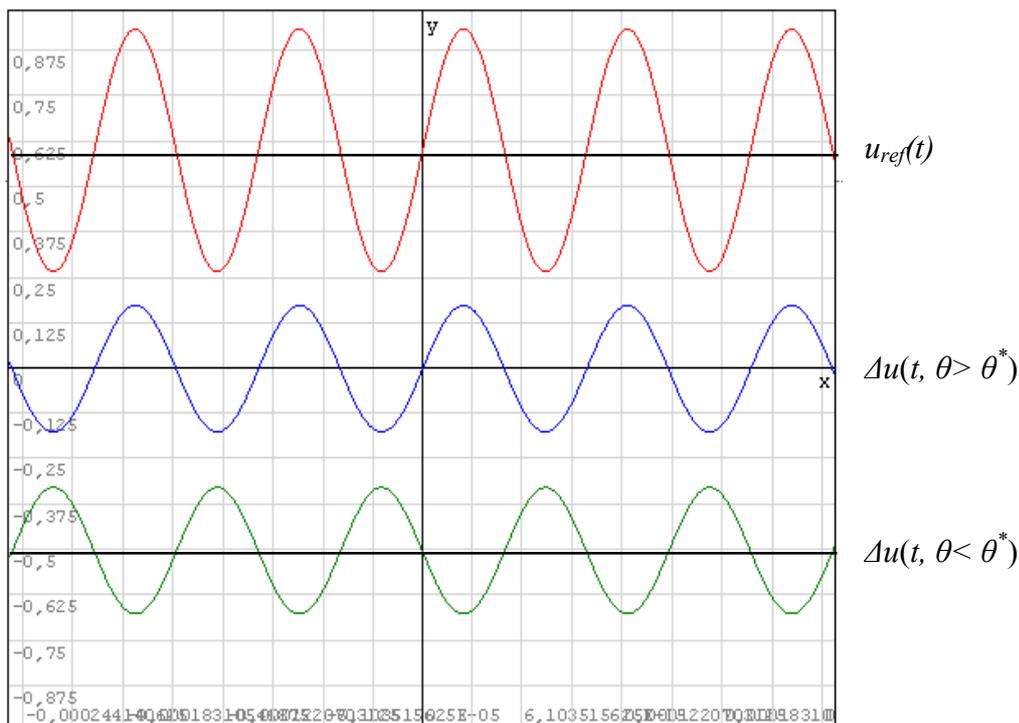


Bild 2: Das Differenzsignal $\Delta u(t)$ für $\theta > \theta^*$ und $\theta < \theta^*$ im Vergleich zum Referenzsignal $u_{ref}(t)$

Die mathematischen Grundlagen dieses Verfahrens sind wie folgt:

Man multipliziert das Sinussignal des Resolver mit $\cos \theta^*$ und das Kosinussignal mit $\sin \theta^*$. Die Differenz ergibt das Signal

$$\Delta u(t) = k \cdot u_0 (\sin \theta \cdot \cos \theta^* - \cos \theta \cdot \sin \theta^*) \cdot \sin \omega t = k \cdot u_0 \cdot \sin(\theta - \theta^*) \cdot \sin \omega t \quad (3)$$

Das Differenzsignal $\Delta u(t)$ hängt nun vom Sinus der Winkeldifferenz $\theta - \theta^*$ ab. Diese Differenz moduliert die Amplitude der Sinusschwingung. Zwei Fälle sind zu unterscheiden:

1. $\theta > \theta^*$: Das Differenzsignal $\Delta u(t)$ liegt mit dem Sinussignal $u_{ref}(t)$ in Phase
2. $\theta < \theta^*$: Das Differenzsignal $\Delta u(t)$ liegt in Gegenphase

Diese Zusammenhänge zeigt Bild 2. Wenn der Winkel θ^* den Wert von θ annehmen soll, muß er im Fall 1 offensichtlich vergrößert und im Fall 2 verkleinert werden. Als Maß für die Veränderung kann die Amplitude des Signals dienen. Diese ist proportional zum Gleichrichtwert. Im Fall 2 muß allerdings die Phasenlage berücksichtigt werden und ein negativer Gleichrichtwert gebildet werden, was sich mit einer phasenempfindlichen Gleichrichtung erreichen läßt.

Mathematisch geht dies einfach durch Multiplikation von $\Delta u(t)$ mit der Signumfunktion von $u_{ref}(t)$. Das phasenempfindlich gleichgerichtete Signal lautet dann

$$u_=(t) = \mathbf{sign}[u_{ref}(t)] \cdot k \cdot u_0 \cdot \mathbf{sin}(\theta - \theta^*) \cdot \mathbf{sin} \omega t \quad (4)$$

Durch die Multiplikation mit der Signumfunktion von $u_{ref}(t)$ werden die Halbwellen des Differenzsignals $\Delta u(t)$ so mit $+1$ oder -1 multipliziert, daß sich bei $\theta > \theta^*$ nur positive Halbwellen ergeben und bei $\theta < \theta^*$ nur negative. Der Mittelwert des Gleichrichtsignals ist damit bei Fall 1 positiv und bei Fall 2 negativ. Diesen Zusammenhang zeigt Bild 3.

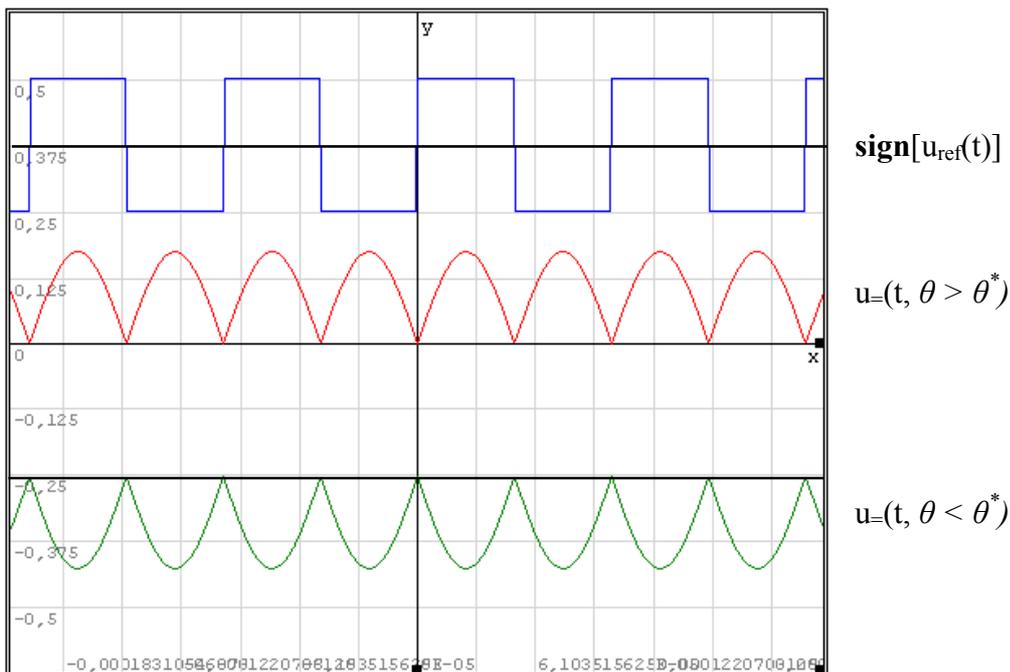


Bild 3: Signumfunktion und phasenempfindlich gleichgerichtete Differenzsignale.
(Skalierung willkürlich)

Das gleichgerichtete Signal wird mit einem Tiefpaß geglättet und zwei in Reihe geschalteten Integralreglern zugeführt. Der zweite bildet den Schätzwert θ^* , der dann in Gl. 3 verwendet werden kann.

1. Integralregler mit Proportionalanteil:
$$u_I(t) = \int \overline{u_=(t)} \cdot dt + K_p \cdot \overline{u_=(t)} \quad (5)$$

2. Integralregler: $\theta^* = K_I \int u_I(t) \cdot dt$ (6)

Eine zweimalige Integration ist erforderlich, wenn bei rampenförmiger Änderung der Meßgröße keine bleibende Abweichung entstehen soll (Nachlaufregler Typ 2). Damit der Kreis stabil bleibt, wurde dem 1. Integralregler ein Proportionalanteil parallel geschaltet.

Funktionsplan

Die Gln. 3 bis 6 sind in dem Funktionsplan von Bild 4 zusammenhängend dargestellt. Die einzelnen Blöcke müssen bei einer Realisierung in Elektronik umgesetzt werden. Vorher kann am Plan überprüfen werden, ob die Anordnung die gestellte Aufgabe erfüllen kann.

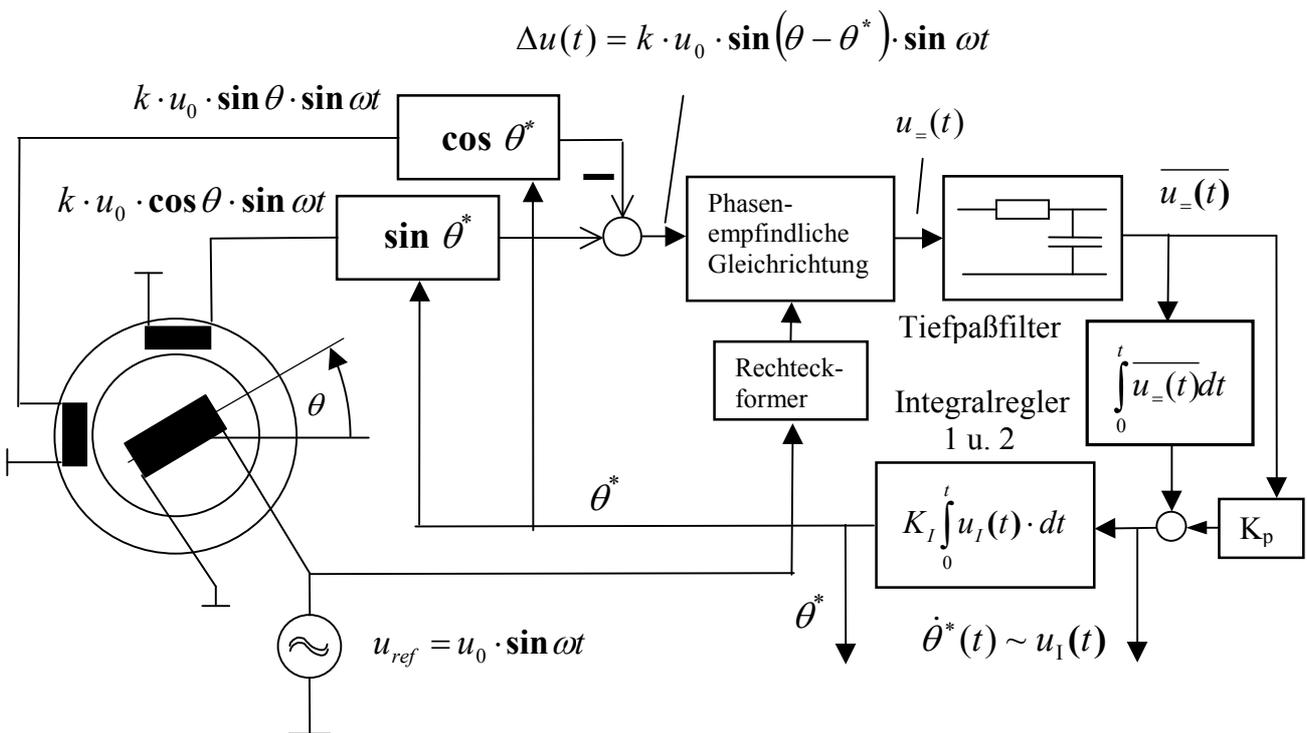


Bild 4: Funktionsplan eines Resolvers mit Nachlaufregelung

Das Eingangssignal in das System ist der Drehwinkel θ des Resolvers als Meßgröße. Ausgegeben wird der Winkel θ^* als Meßwert. Dieser soll mit der Meßgröße jederzeit möglichst genau übereinstimmen. Da beim Einschalten des Systems noch keine Information über die Meßgröße vorliegt, können sehr große Abweichungen auftreten. Daher soll anhand einiger Wertekombinationen untersucht werden, ob das Verfahren auch unter diesen Bedingungen funktioniert.

| θ | θ^* | $\theta - \theta^*$ | $\sin(\theta - \theta^*)$ | Wirkung | Wertung |
|----------|------------|---------------------|---------------------------|-----------------------------|---------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | abgeglichen | + |
| 90 | 0 | 90 | 1 | θ^* wird vergrößert | + |
| 179 | 0 | 179 | 0,0175 | θ^* wird vergrößert | + |
| 180 | 0 | 180 | 0 | keine Reaktion | - |
| 181 | 0 | 181 | -0,0175 | θ^* wird verkleinert | + |
| 270 | 0 | 270 | -1 | θ^* wird verkleinert | + |
| 359 | 0 | 359 | -0,0175 | θ^* wird verkleinert | + |

Tabelle 1: Systemverhalten bei einer Auswahl von Winkelkombinationen.

Der Wertebereich des Drehwinkels wird auf den Bereich $0 \leq \theta \leq 360^\circ$ festgelegt, der zyklisch durchlaufen werden kann, d. h. auf 360° folgt wieder 0° . Außerdem soll zunächst der Meßwert θ^* beim Einschalten auf Null gesetzt werden. Die Systemreaktion auf eine Auswahl von Winkelkombinationen unter diesen Bedingungen zeigt Tabelle 1. Danach ist die Funktionsfähigkeit im wesentlichen gegeben mit einer Ausnahme bei $\theta - \theta^* = 180^\circ$. Bei dieser Wertekombination bleibt die Bildung des Korrektursignals aus solange wie sich der Resolver nicht dreht. Das kann vermieden werden, wenn θ^* in diesem leicht zu identifizierenden Fall einen von Null abweichenden Anfangswert erhält. Bei sehr großer Anfangsdifferenz benötigt der Abgleich auch eine Zeitspanne, die eventuell bedacht werden muß. Wenn der VCO den Zähler z. B. mit 10 kHz taktet, wären das beträchtliche 3,2 s.

Dynamische Modell

Bei der Herleitung eines einfachen, dynamischen Modells genügt es, die langsameren Systemteile nachzubilden. Im Funktionsplan sind das diejenigen Signale, die nicht mehr mit der Sinusschwingung verknüpft sind. Diese wird bei der Gleichrichtung beseitigt. Danach bilden die Glättung mit dem Tiefpaß und den Integralreglern die langsamen Systemelemente.

Der Gleichrichtwert vor dem Tiefpaß ist gegeben durch

$$u_-(t) = k \cdot u_0 \cdot \sin(\theta(t) - \theta^*(t)) \quad (7)$$

Da das Verhalten bei $\theta^* \rightarrow \theta$ untersucht werden soll, kann der Sinus linearisiert und durch sein Argument ersetzt werden. Damit verwendet man die Näherung

$$\tilde{u}_-(t) = k \cdot u_0 \cdot (\theta(t) - \theta^*(t)) \quad (8)$$

Das dynamische Modell des Systems läßt sich mit Hilfe der Frequenzgänge der einzelnen Glieder beschreiben. Die Laplacetransformierten der Signale werden im Folgenden durch Fettdruck gekennzeichnet, z. B.

$$L[\theta(t)] = \boldsymbol{\theta}(s) \quad (9)$$

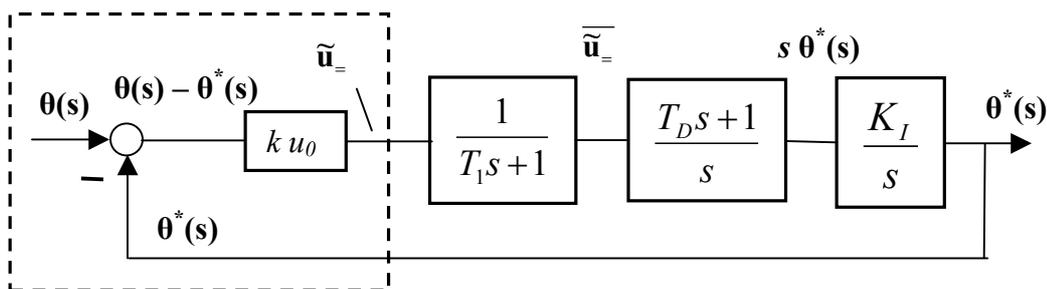


Bild 5: Linearisiertes dynamische Modell

Gl. 8 wird im Modell von Bild 5 im gestrichelten Rahmen dargestellt. Daran schließt sich ein Tiefpaß zur Glättung des Signals an, hier als Tiefpaß 1. Ordnung mit einer Zeitkonstante T_1 . Dessen Ausgangssignal geht in den ersten Integralregler mit einem PD-Glied mit der Zeitkonstante T_D . Darauf folgt der zweite Integrator mit einer Verstärkung K_I . Dessen Ausgangssignal stellt den Meßwert θ^* dar.

Damit ist ein Regelkreis beschrieben, der den Meßwert θ^* automatisch auf die Meßgröße einregelt. Es handelt sich, wie oben schon erwähnt, um einen Nachlaufregler vom Typ 2. Dieser ist im Stande, Abweichungen auch dann auszuregeln, wenn die Meßgröße nicht konstant ist, sondern sich ohne Beschleunigung mit konstanter Geschwindigkeit verändert.

Die folgende Betrachtung zeigt, daß dieses Entwurfsziel auch tatsächlich erreicht wird. Dazu wird der Frequenzgang des offenen Regelkreises gebildet:

$$F_0(s) = \frac{k \cdot u_0}{T_1 \cdot s + 1} \cdot \frac{T_D \cdot s + 1}{s} \cdot \frac{K_I}{s} \quad (10)$$

Die Regelabweichung

$$\Delta\theta(s) = \theta(s) - \theta^*(s) \quad (11)$$

als Funktion von $\theta(s)$ ergibt sich aus Bild 5 in der Form

$$\Delta\theta(s) = \frac{1}{1 + F_0(s)} \cdot \theta(s) = \frac{1}{1 + \frac{k \cdot u_0}{T_1 \cdot s + 1} \cdot \frac{T_D \cdot s + 1}{s} \cdot \frac{K_I}{s}} \cdot \theta(s)$$

$$\Delta\theta(s) = \frac{(T_1 \cdot s + 1) \cdot s^2}{T_1 \cdot s^3 + s^2 + T_D K_I k \cdot u_0 \cdot s + K_I k \cdot u_0} \cdot \theta(s) \quad (12)$$

Für $\theta(s)$ wird nun eine Rampenfunktion eingesetzt und dann geprüft, ob die Regelabweichung für große Zeiten verschwindet. Die Laplacetransformierte einer Rampenfunktion lautet

$$\theta(s) = L\{a \cdot t\} = \frac{a}{s^2} \quad (13)$$

Für die Regelabweichung des Systems ergibt sich damit

$$\Delta\theta(s) = \frac{(T_1 \cdot s + 1) \cdot s^2}{T_1 \cdot s^3 + s^2 + T_D K_I k \cdot u_0 \cdot s + K_I k \cdot u_0} \cdot \frac{a}{s^2} \quad (14)$$

Nach dem Kürzen von s^2 kann der Grenzwertsatz der Laplacetransformation [4] angewendet werden. Dieser lautet:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Delta\theta(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \Delta\theta(s) \quad (15)$$

Die Bestimmung des Grenzwertes von Gl 14 führt zu dem Ergebnis

$$\lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \Delta\theta(s) = s \cdot \frac{(T_1 \cdot s + 1)}{T_1 \cdot s^3 + s^2 + T_D K_I k \cdot u_0 \cdot s + K_I k \cdot u_0} \cdot a = 0 \quad (16)$$

Laut Gl. 15 verschwindet damit auch die Regelabweichung für große Zeiten. Der Meßwert folgt der Meßgröße daher nach einem Einschwingvorgang ohne Abweichung, auch wenn diese sich gleichmäßig ändert. Im Nenner von Gl. 12 sind zudem alle Potenzen von s enthalten, so daß das System bei geeigneter Wahl der Parameter stabil arbeitet. Diese Parameter sind aber noch zu bestimmen.

Zur Realisierung der Elektronik

Für die elektronische Realisierung des Funktionsplans von Bild 4 gibt es in der Praxis zahlreiche Beispiele in Form integrierter Bausteine, exemplarisch [5, 6, 7, 8]. Ohne ins Detail zu gehen sollen nachfolgend die Möglichkeiten dargestellt werden, mit denen die Funktionen elektronisch realisiert werden können. Das Schema einer solchen Realisierung zeigt Bild 6.

Eingangssignale in die Schaltung sind die Resolver Signale

$$u_1 = k \cdot u_0 \sin \theta \cdot \sin \omega t \quad (17)$$

$$u_2 = k \cdot u_0 \cos \theta \cdot \sin \omega t \quad (18)$$

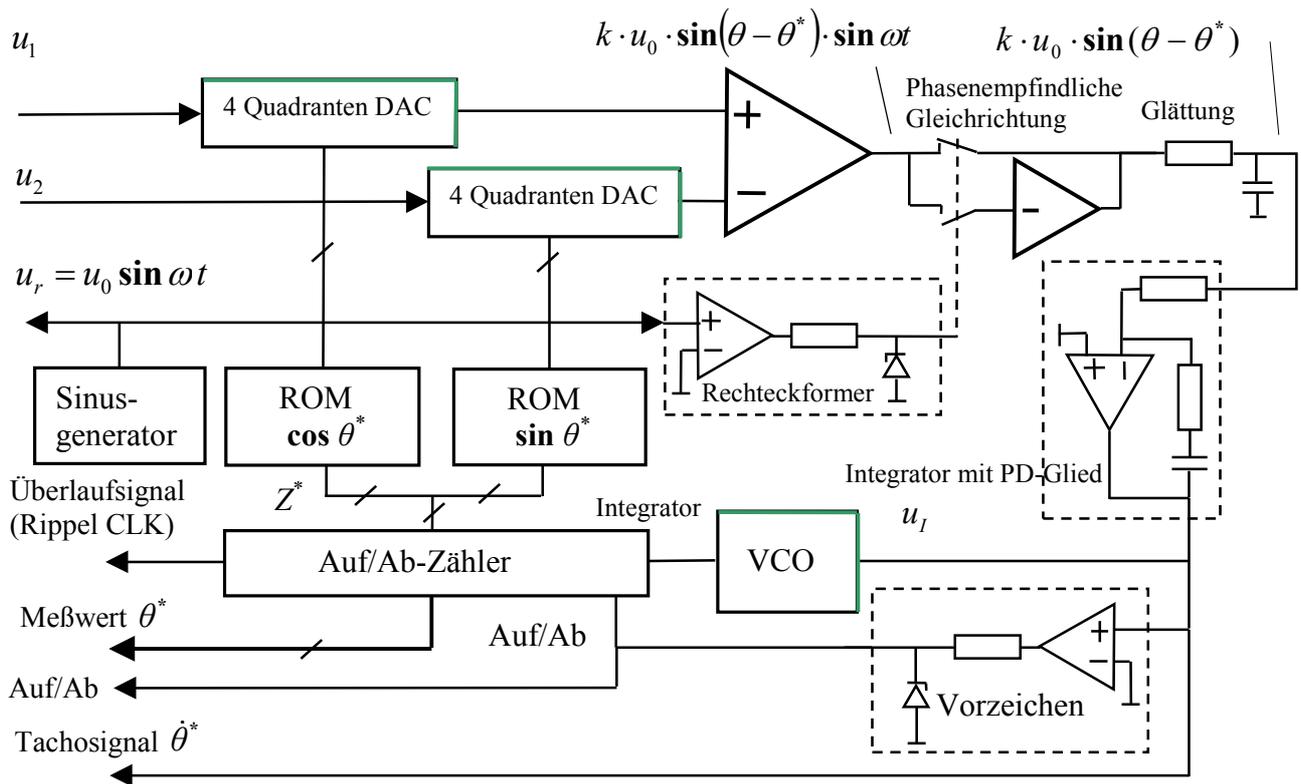


Bild 6: Schema der Elektronik zur Auswertung von Resolver Signalen (Resolver-Digital-Konverter)

Diese beiden Signale müssen mit $\sin \theta^*$ bzw. $\cos \theta^*$ multipliziert werden. Als eine Forderung der Praxis ist davon auszugehen, daß der Winkel θ^* als Binärwort hoher Auflösung zur Verfügung steht soll. Man spricht daher bei der Elektronik auch von einem *Resolver-Digital-Wandler (RDC)*. Des- sen Binärwort wird mit Hilfe eines Auf/Ab-Zählers gebildet, der von einem spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) angetrieben wird. Der VCO stellt eine Schnittstelle zwischen dem analogen und dem digitalen Teil der Schaltung dar. Das Eingangssignal ist eine analoge Spannung.

Am Ausgang liefert der VCO eine Pulsfolge mit einer Frequenz, die annähernd proportional zur Eingangsspannung ist. Bei konstanter Eingangsspannung zählt der Zähler dann gleichmäßig hoch. Dieses Verhalten entspricht dem eines Integrators. Bild 7 macht dies anschaulich.

Wenn die Eingangsspannung des VCO negativ wird, muß der Zähler abwärts zählen. Die Zählrichtung wird über das Steuersignal *Auf/Ab* eingestellt. Die Binärzahl Z^* ist der digitale Wert des Winkels θ^* . Diese Binärzahl wird zur Adressierung zweier ROMs verwendet, in denen die Sinus- und die Kosinuswerte für eine Periode abgelegt sind. Diese werden zwei multiplizierenden Digital-Analog-Konvertern (DAC) zugeführt, die in 4 Quadranten multiplizieren können. Die DACs erwarten die Daten im sogenannten Binär-Offset-Kode nach Tabelle 1, der positive und negative Daten unterscheidet, z. B. [9].

| Binär-Offset-Kode | | Analogwerte der DACs |
|---------------------|-----|------------------------|
| MSB | LSB | |
| 1111 1111 1111 1111 | | +10 V *(32767 / 32768) |
| 1000 0000 0000 0001 | | +10 V *(1 / 32768) |
| 1000 0000 0000 0000 | | 0 V |
| 0111 1111 1111 1111 | | -10 V *(1 / 32768) |
| 0000 0000 0000 0000 | | -10 V *(32767 / 32768) |

Tabelle 1: Binär-Offset-Kode mit 16 Bit

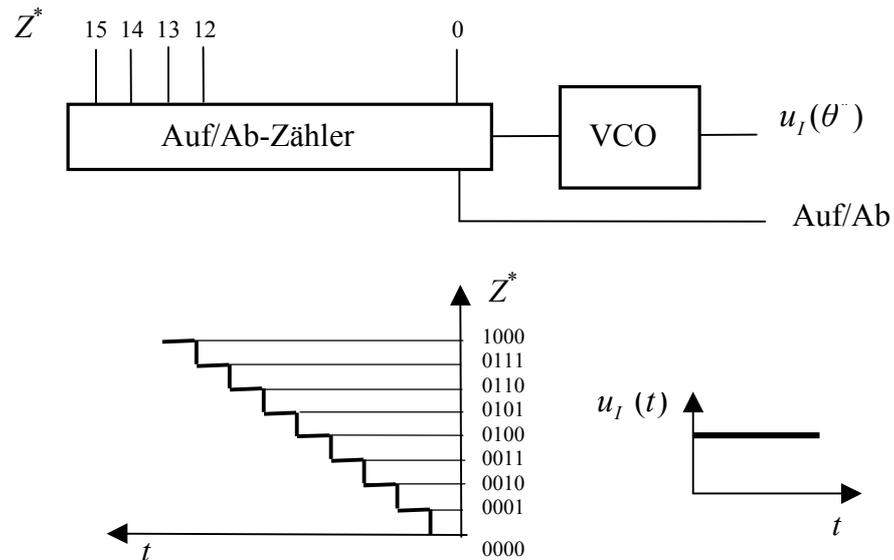


Bild 7: VCO mit Auf/Ab-Zähler

Die DACs bilden, ähnlich wie der VCO, eine Schnittstelle zwischen dem analogen und dem digitalen Teil der Schaltung. Sie multiplizieren die analogen Resolver-Signale mit den digitalen Sinus- und Kosinuswerten. Die Ausgangssignale der DACs sind analog. Sie werden voneinander subtrahiert und phasenempfindlich gleichgerichtet. Dazu wird das Referenzsignal in ein unipolares Rechtecksignal umgeformt, welches positive Differenzsignale direkt und negative invertiert durchschaltet.

Das gleichgerichtete Signal wird dann geglättet und danach an den ersten Integrator weitergeleitet. Dessen Beschaltung beinhaltet ein PD-Glied zur Regelkreisstabilisierung (siehe Gl. 5). Das Ausgangssignal des ersten Integrators ist die zeitliche Ableitung von θ^* und eignet sich damit als Tachosignal, das in allen Servoregelungen Verwendung findet und dort ohne RDC mit einem separaten Tachogenerator gebildet werden muß.

Der Ausgang des ersten Integrators steuert den spannungsgesteuerten Oszillator (VCO). Dieser liefert eine Pulsfolge, deren Frequenz von der Eingangsspannung abhängt [10]. Da die Pulsfolge kein Vorzeichen besitzen kann, wird das *Auf/Ab*-Signal des Zählers aus dem Eingangssignal des VCO bestimmt.

Der Zählerwert stellt das Meßergebnis θ^* dar, das als Binärzahl ausgegeben wird. Weitere Ausgangssignale des Konverters sind das Tachosignal und das Überlaufsignal des Zählers zur Zählung mehrerer Umdrehungen (in den Datenblättern häufig als *Ripple Clock* bezeichnet) sowie das Richtungssignal *Auf/Ab*. Das Ripple-Signal ermöglicht den Einsatz des RDC bei Resolvieren mit mehreren Polpaaren oder bei Inductosyns [11].

Ergebnis

Der Resolver bildet zusammen mit dem Resolver-Digital-Wandler ein mechatronisches System. Seine ersten Realisierungen liegen allerdings weit vor der Zeit, in der der Begriff „Mechatronik“ in Mode kam. Er ist aber ein gutes Beispiel dafür, daß durch das Zusammenwirken verschiedener technischer Disziplinen ein System mit überragenden Eigenschaften entwickelt werden konnte. Kern ist der elektromechanische Teil, der den Drehwinkel möglichst genau in die Amplituden von zwei Sinusschwingungen kodiert (Bild 1). Das Entwurfsziel liegt bei der Mechanik auf der konzentrischen, spielfreien und robusten Beschaffenheit. Der Betrieb des Resolvers kann fernab von der Elektronik in rauher Umgebung erfolgen, ohne daß die Präzision der Meßwerte leidet.

Die Ermittlung des Drehwinkels aus diesen Signalen erfordert mathematische Grundlagen von Gln. 1 bis 4. Danach sind solide Kenntnisse der Regelungstechnik erforderlich, wenn es um den Funktionsplan von Bild 4 und die Auslegung des dynamischen Modelles für die Nachlaufregelung geht, die in den Gln. 7 bis 16 behandelt wurden.

Der Schwerpunkt der Entwicklung liegt aber eindeutig auf dem Gebiet der Elektronik, die den Funktionsplan in eine Schaltung höchster Präzision umsetzen muß. Auch wenn man hier auf diverse integrierte Bausteine zurückgreifen könnte [12, 13, 14, 15], ist dies eine Aufgabe für erfahrene Spezialisten. Die industrielle Akzeptanz der Resolver wurde auch erst erreicht, nachdem die Resolver-Digital-Wandler als integrierte Bausteine zur Verfügung standen.

Aus heutiger Sicht sieht man also eine Sensorlösung, die aus Mechanik und Elektronik besteht, die beide hervorragend aufeinander abgestimmt sind und damit alle Eigenschaften eines mechatronischen Systems aufweisen, die aber über einen langen Zeitraum an verschiedenen Orten und von ganz unterschiedlichen Spezialisten zur Reife gebracht worden ist, ohne daß jemand etwas von Mechatronik wußte. Mechatronik ist daher keine neue Ingenieurwissenschaft, sondern ein neuer Blick auf relevante Arbeitsfelder in der Absicht solche interdisziplinären Entwicklungen effektiver zu gestalten.

Ausblick

Die Entwicklung der Resolver kann keineswegs als abgeschlossen betrachtet werden. Neben die Resolver mit der Rotorspule sind inzwischen die Variable Reluktanz-Resolver getreten [2, 16] sowie die Inductosyns [11]. Bei den Resolver-Digital-Wandlern ist eine Entwicklung zu Mikrocontroller-Lösungen zu beobachten [6, 17]

Literatur

- [1] Arctan2. <https://de.wikipedia.org/wiki/Arctan2>
- [2] Leos Chalupa: An Overview of the Resolver Interface for Motor Control Applications. Freescale Technology Forum 2014.
- [3] Mechatronik. Wikipedia. <https://de.wikipedia.org/wiki/Mechatronik>
- [4] Laplace-Transformation. Wikipedia. <https://de.wikipedia.org/wiki/Laplace-Transformation>
- [5] Variable Resolution Resolver-to-Digital Converter AD2S83. Analog Devices, 2000.
- [6] Smartcoder AU6805 – Users Manual. Tamagawa Seiki Co., LTD.
- [7] RDC5028C 16-Bit Monolithic Tracking Standard Products Rad Tolerant Resolver-To-Digital Converter. Aeroflex, May 7, 2014, www.aeroflex.com/RDC
- [8] PGA411-Q1 Resolver Sensor Interface. Texas Instruments, NOVEMBER 2015, REVISED AUGUST 2017
- [9] 16-Bit Voltage Output DAC AD7846. Analog Divices, 2000–2017
- [10] LM566C Voltage Controlled Oscillator. National Semiconductor, February 1995
- [11] Position Transducers Brochure: Precision Inductosyn Position Transducers. Inductosyn International, Farrand Controls, 3/1996
- [12] AD7846 16-Bit Voltage Output DAC. Analog Devices, Inc. 2000–2017
- [13] ICL8038 Precision Waveform Generator/Voltage Controlled Oscillator. Renesas, Apr 2001
- [14] SN54AS867 Synchronous 8-Bit Up/Down Counter. Texas Instruments, Dec. 1982 – Revised Jan. 1995
- [15] LTC6990 Voltage Controlled Silicon Oscillator, Linear Technology
- [16] Greg Leibovich, Sara Senanian: Development of Variable Reluctance Resolver for Position Feedback. Proceedings of the 41st Aerospace Mechanisms Symposium, Jet Propulsion Laboratory, May 16-18, 2012
- [17] Ramesh Ramamoorthy: Reduce system costs with resolver-to-digital conversion implementation on C2000 microcontrollers. Texas Instruments, March 2014